

Réduction de la distorsion non-linéaire par un codage de mise en forme

N. Ibrahim, M. Andersson et G.Kawas Kaleb

École Nationale Supérieure de Télécommunications
46, rue Barrault, 75634 Paris Cedex 13.

RÉSUMÉ

Les modulations à bande limitée et à bon rendement spectral présentent des fluctuations dans l'enveloppe du signal engendré. Lors de leur passage à travers un amplificateur de puissance, ces signaux subissent une distorsion non linéaire de phase et d'amplitude. Dans ce travail, nous examinons une solution de codage de mise en forme (Quantification Scalaire Vectorielle) introduisant une redondance dans la séquence des symboles émis pour éviter les transitions à grands sauts. Ceci permet de réduire les fluctuations dans l'enveloppe du signal modulé, ce qui réduit la distorsion. Cette méthode se distingue des méthodes précédemment envisagées parce qu'elle isole la contribution de la mise en forme de celle du codage de canal.

ABSTRACT

Modulation signals with high spectral efficiency have a variable envelope. Therefore, they are subject to nonlinear distortion of their phase and amplitude when amplified by a high power amplifier. In this work we investigate use of a shaping method, called Scalar Vector Quantization, in order to reduce envelope fluctuations and, thus, to reduce nonlinear distortion. The introduction of redundancy allows one to avoid the transmission of signals with large envelope fluctuations.

1 Introduction

Les modulations à bande limitée et à bon rendement spectral, comme la modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) M -aire et la modulation par déplacement de phase (MDP) M -aire, présentent des fluctuations dans l'enveloppe du signal engendré. Lors de leur passage à travers des filtres non linéaires, comme les amplificateurs de puissance, ces signaux subissent une distorsion de phase et d'amplitude qui se manifeste sous forme d'Interférence non linéaire entre Symboles (IES) et sous forme d'élargissement de leurs bandes spectrales.

La distorsion est d'autant plus grande que l'intervalle de la fluctuation de l'enveloppe est large. Par conséquent réduire la distorsion implique la réduction des fluctuations. C'est, en effet, l'avantage principal des modulations à enveloppe constante qui sortent intactes de l'amplificateur non linéaire. En contrepartie, ces signaux ont un faible rendement spectral et ils se prêtent difficilement au codage de canal, à la synchronisation et à l'égalisation du canal.

Des solutions diverses ont été proposées pour cohabiter avec la distorsion non linéaire, comme l'égalisation non linéaire ou la supprimer, la pré-distorsion de la constellation des symboles et la pré-correction qui consiste à insérer entre le modulateur et l'amplificateur une fonction correctrice qui inverse l'opération non linéaire. Dans ce travail, nous examinons une solution de codage de mise en forme qui consiste à introduire une redondance dans la séquence des symboles et puis à éviter les transitions à grands sauts. Ceci permet de réduire les fluctuations dans l'enveloppe du signal de modulation. Le codage choisi est celui de la Quantification Scalaire Vectorielle

(SVQ) décrit dans [1] et [2]. On verra que les performances obtenues sont fonctions du taux de codage et du recul, par rapport au point de saturation, de l'amplificateur non linéaire. Ce travail se distingue par rapport aux [5, 6, 7, 8] par le fait qu'il utilise la mise en forme sans le codage de canal. Il permet ainsi de montrer clairement l'apport de la mise en forme.

Dans le paragraphe suivant, une description concise du système non linéaire est donnée. Le troisième paragraphe décrit le principe du codage et du décodage SVQ et explique leurs utilisations dans notre cadre. Finalement une application pour une modulation 16QAM est présentée pour diverses valeurs de taux de codage et du recul.

2 Amplificateur non linéaire

Soit $x(t) = r(t) \exp[j\Theta(t)]$ le signal de modulation en bande de base où $r(t)$ est l'enveloppe et $\Theta(t)$ est la phase. Le signal à la sortie d'une non-linéarité sans mémoire est

$$y(t) = \mathcal{A}[r(t)] \exp[\Phi[r(t)] + j\theta(t)]. \quad (1)$$

La fonction $\mathcal{A}[r(t)]$ représente la distorsion d'amplitude et s'appelle distorsion Amplitude/Amplitude (AM/AM), et $\Phi[r(t)]$ la distorsion Amplitude/Phase (AM/PM). Les caractéristiques d'un amplificateur non linéaire (ANL) de type tube à ondes progressives peuvent être modélisées par les équations suivantes [3] :

$$\mathcal{A}[r(t)] = A_{sat}^2 \frac{2r(t)}{A_{sat}^2 + r^2(t)},$$

$$\Phi[r(t)] = \Phi_0 \cdot \frac{2r^2(t)}{A_{sat}^2 + r^2(t)}, \quad \Phi_0 = \frac{\pi}{6}$$

Ces caractéristiques sont montrées dans la figure 1. Les para-

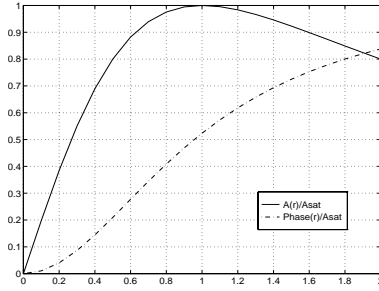


FIG. 1 — Les caractéristiques normalisées AM/AM et AM/PM de l'ANL type TWT.

mètres qui décrivent le recul par rapport au point de saturation des puissances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont :

- $\text{Backoffin} = \frac{\text{la puissance de saturation à l'entrée}}{\text{la puissance du signal à l'entrée}}$
- $\text{Backoffout} = \frac{\text{la puissance de saturation à la sortie}}{\text{la puissance du signal à la sortie}}$

L'amplificateur fonctionne dans sa zone linéaire pour des valeurs du *Backoffin* assez grandes, et les effets non linéaires ne se font pas sentir, ceci est au détriment de la puissance de la sortie. Ainsi pour augmenter le rendement énergétique de l'amplificateur, on préfère utiliser l'amplificateur près de son point de saturation ; *Backoffin* = 0db.

La description mathématique d'une nonlinéarité à mémoire utilise les séries de Voltera [4]. La mémoire du système est due aux filtres d'émission et de réception dont l'ensemble peut être assimilé à un filtre de Nyquist de facteur de repliement (roll-off) α .

Dans notre cas (modulation 16QAM) le signal d'entrée $x(t)$ peut être écrit en fonction des symboles a_k :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cdot g(t - kT)$$

où T désigne la durée d'un symbole, $g(\cdot)$ est le filtre d'émission précédant l'ANL. On peut montrer [4] [3] que la sortie du filtre de réception, échantillonnée au rythme des symboles, est de la forme :

$$y_k = h_0 a_k + \sum_{i,j,l} h_{ijl} a_{k-i} a_{k-j} a_{k-l}^* + \sum_{i,j,l,m,n} h_{ijlmn} a_{k-i} a_{k-j} a_{k-l}^* a_{k-m}^* a_{k-n}^* + \dots \quad (2)$$

où la somme sur les différentes variables est à prendre sur la longueur de la mémoire du système. Les coefficients désignés par h caractérisent le système. Le nombre des coefficients a_i dans les produits reflètent l'ordre de la non linéarité. L'équation (2) montre l'IES non linéaire à la sortie. Les figures 2 et 3 montrent l'élargissement spectral à la sortie ainsi que la dispersion de la constellation reçue

3 La mise en forme SVQ

Une constellation est un ensemble de points d'un réseau inscrit dans une région limitée R . La plus simple constellation N -Dimensionnel est constituée des points appartenant à

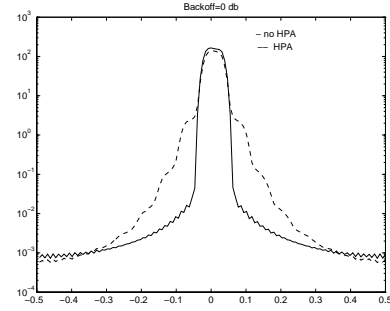


FIG. 2 — L'élargissement spectral dû à la non linéarité.

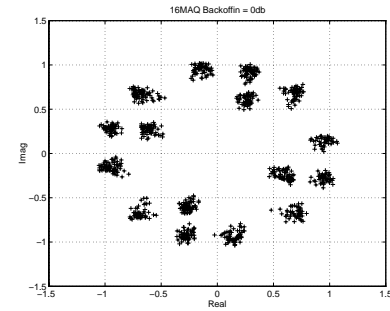


FIG. 3 — Dispersion de la constellation reçue.

N -cube, appelée la constellation de base. La mise en forme (*shaping*) est un moyen de sélectionner un groupe de points dans une constellation suivant un critère de minimisation de coût. Le but de la mise en forme SVQ est de réduire la fluctuation dans l'enveloppe du signal en diminuant les transitions de phase entre les différents symboles de la constellation. Afin d'arriver à ce résultat, on utilise les règles du codage SVQ en considérant comme alphabet du code les transitions de phase entre les différents quadrants. La transition à coût maximum est celle de 180° car elle donne à l'enveloppe une valeur proche de zéro.

3.1 Principe du codage

Pour la constellation MQAM, on divise le plan bidimensionnel en quatre quadrants, chacun contient $M/4$ symboles. Soit l'alphabet \mathcal{Q} , de taille n , constitué des quatre symboles (q_1, q_2, q_3, q_4) ($n = 4$) où q_1 représente la transition dans le même quadrant, q_2 indique une transition vers le quadrant voisin dans le sens des aiguilles d'une montre, q_3 représente la transition vers le quadrant opposé et q_4 indique la transition vers le quadrant voisin dans le sens opposé des aiguilles de montre. On donne un coût positif à chacun de ces symboles (transitions) $l(q_i) = l_i$. Le coût est d'autant plus grand que la transition est grande. Le coût associé à un vecteur de transition est la somme des coûts de ses composantes. Afin de travailler avec une constellation multidimensionnelle, on considère l'alphabet $\mathcal{Q}^m = \{(q_1, \dots, q_m), q_i \in \mathcal{Q}\}$. On définit le dictionnaire $\mathcal{Z}^{\mathcal{L}}$ comme étant l'ensemble des mots dans \mathcal{Q}^m dont le coût total ne dépasse pas un seuil \mathcal{L} :

$$\mathcal{Z}^{\mathcal{L}} = \{\mathbf{z} = (z_1, \dots, z_m) \in \mathcal{Q}^m, l(z_1) + \dots + l(z_m) \leq \mathcal{L}\}.$$

Les mots du dictionnaire sont ordonnés par coût croissant selon l'algorithme SVQ. Le seuil \mathcal{L} est déterminé par le taux du codage. Soit la fonction d'ordonnement $L^i(\cdot)$ (reflétant l'ordre du mot dans le dictionnaire) et la fonction de coût $D^i(\cdot)$ (reflétant l'ordre dans la classe correspondante), alors le principe de rangement devient :

- Soit $\mathbf{z}^n, \mathbf{y}^n \in \mathcal{Q}^n$, si $L^n(\mathbf{y}^n) < L^n(\mathbf{z}^n)$ alors \mathbf{y}^n est plus court (a un coût moindre) que \mathbf{z}^n .
- Si $L^i(\mathbf{y}^i) = L^i(\mathbf{z}^i)$ (\mathbf{y}^i a le même coût \mathbf{z}^i) alors \mathbf{y}^i est plus court que \mathbf{z}^i si $D^{i-1}(\mathbf{y}_1^i) < D^{i-1}(\mathbf{z}_1^i)$.
- si $L^i(\mathbf{y}^i) = L^i(\mathbf{z}^i)$ et $D^{i-1}(\mathbf{y}_1^i) = D^{i-1}(\mathbf{z}_1^i)$ alors \mathbf{y}^i est plus court que \mathbf{z}^i si $D^{i-1}(\mathbf{y}_2^i) < D^{i-1}(\mathbf{z}_2^i)$.

où $\mathbf{z}^i, \mathbf{y}^i$ se partagent en deux parties : $(\mathbf{z}_1^i, \mathbf{z}_2^i)$ et $(\mathbf{y}_1^i, \mathbf{y}_2^i)$. Soit le taux $r = \frac{\text{nombre de bits d'entrée}}{\text{nombre des symboles de sortie}}$, on fixera alors la taille du dictionnaire $\mathcal{X}^{\mathcal{L}}$ à $n^{m,r} = 2^{mr \log_2(n)}$. Le dictionnaire $\mathcal{X}^{\mathcal{L}}$ est constitué alors des premiers (ordonnés) $2^{mr \log_2(n)}$ mots de code dans \mathcal{Q}^m . Le coût le plus élevé est égal alors à $2^{mr \log_2(n)} - 1$. Le codage consiste alors à associer, et d'une façon unique, à un indice entier $d \in \{0, \dots, 2^{mr \log_2(n)} - 1\}$ un mot de code pris du dictionnaire $\mathcal{X}^{\mathcal{L}}$, tel que le coût du mot de code associé soit d'autant plus élevé que l'indice est élevé. Ainsi pour un taux choisi, on peut éviter d'utiliser le symbole q_3 . Pour simplifier, on prend pour m une puissance entière de 2, $m = 2^i$. Ceci nous permet la division de chaque mot de code en deux parties, chacune de longueur moitié de celle du mot de code original qui sera utilisé pour le décodage.

Remarque : Il est à noter que les transitions entre les différents quadrants correspondent aux deux bits de poids fort, les autres bits servant à indexer les symboles de la constellation MQAM peuvent être codés de la même manière, i.e. transitions entre les symboles dans le même quadrant.

3.2 Principe du décodage

Le décodage consiste à associer un indice entier unique à chaque mot de code dans le dictionnaire $\mathcal{X}^{\mathcal{L}}$. La méthode est expliquée aux [1, 2, 9].

3.3 Choix de la fonction du coût

Le choix des différents coûts est lié à la détérioration d'enveloppe causée par chacune des transitions. Ainsi on attribue un coût élevé à la transition entre les quadrants opposés introduisant un balayage de toute la dynamique de l'ANL, et un coût moindre aux autres transitions (entre quadrants adjacents) ne mettant pas en jeu un passage de l'enveloppe par l'origine. En choisissant la fonction du coût on sera amené à satisfaire les critères suivants :

- Le coût doit être, autant que possible, proportionnel à la fluctuation de l'enveloppe.
- Le coût le plus élevé ne doit pas être très grand afin de limiter la taille des matrices de codage et de décodage.

4 Résultats des simulations

Nous avons considéré pour notre application une constellation 16QAM. Afin d'éviter les transitions entre les quadrants opposés, on a attribué un grand coût au symbole correspondant (q_3). Le rapport entre la fluctuation d'enveloppe due au symbole q_0 et celles dues aux symboles q_1 et q_2 est $5.97/3.14 = 1.9$. Ceci implique que $l_1 = l_2 = 2l_0$. Or la fluctuation engendrée par la transition q_3 est beaucoup plus importante que celle engendrée par q_0 , les coûts attribués vérifient $l_3 \gg l_0$. On adopte les coûts suivants : $l(q_1) = 1$; $l(q_2) = 2 = l(q_4)$; $l(q_3) = 50$.

Le dictionnaire $\mathcal{X}^{\mathcal{L}}$ est constitué des mots de codes m -uplet, $m = 8$. Le signal est limité en bande à cause des filtres d'émission et de réception dont l'ensemble est assimilé à un filtre de Nyquist de facteur d'étalement $\alpha = 0.5$. Un égaliseur, qui minimise l'erreur quadratique moyenne, à un seul coefficient complexe est utilisé à la réception afin de compenser l'effet du système. Les performances sont examinées pour un *backoff* = 0 dB, représentant le pire cas, avec des taux différents. Les taux les plus significatifs sont $r = 3/8$ et $r = 7/8$. Le tableau 1 présente le pourcentage d'occurrence des transitions (symboles q_i). On remarque qu'en augmentant le taux on sera amené à utiliser le troisième symbole q_3 , ce qui crée une grande distorsion dans l'enveloppe du signal. Le taux $r = 8/8 = 1$ correspond au cas sans mise en forme.

| r | occurrence de q_1 | occurrence de q_2 | occurrence de q_3 | occurrence de q_4 |
|-----|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| 3/8 | 0.78 | 0.12 | 0 | 0.10 |
| 4/8 | 0.7 | 0.15 | 0 | 0.15 |
| 6/8 | 0.42 | 0.28 | 0 | 0.3 |
| 7/8 | 0.38 | 0.27 | 0.08 | 0.27 |

TAB. 1 — Pourcentage des transitions

4.1 Effets sur la dispersion et l'élargissement spectral

La constellation après codage est montrée sur la figure 4. En la comparant avec la figure 3 on remarque que la dispersion des symboles de la constellation due à la distorsion est réduite; les tailles des "nuages" reçus ont diminué, plus le taux est petit, plus les nuages sont concentrés. Néanmoins, les centres des nuages n'ont pas changé, ce qui indique que la mise en forme ne change pas la distorsion moyenne pour une enveloppe donnée. Ce résultat distingue ce travail des précédents. L'élargissement spectral a encore été réduit (figure 5), ce qui à son tour réduit l'interférence entre les canaux adjacents.

4.2 Taux d'erreur

La figure 2 nous montre que la non linéarité a tendance à rapprocher les symboles les uns des autres, ce qui diminue leur

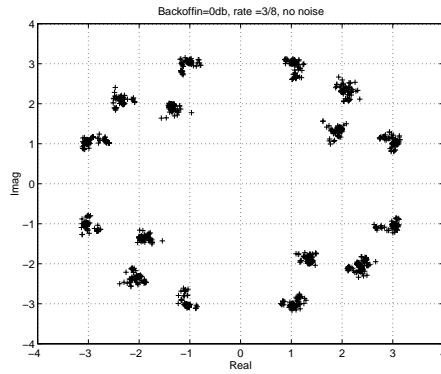


FIG. 4 — Reduction de la dispersion.

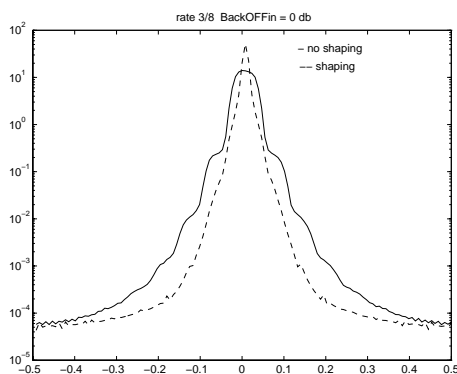


FIG. 5 — Reduction de l'élargissement spectral.

distance minimale. Ceci réduit l'immunité au bruit gaussien lors de la transmission. La figure 4 montre que l'erreur provient essentiellement des symboles dont la puissance originale est 2 et 18 car ils débordent sur leurs régions de décision.

Grâce à la mise en forme de la constellation, la dispersion des symboles reçus est réduite mais les centres de gravité des nuages restent déformés. Le taux d'erreur par symbole à la sortie est meilleur que celui sans mise en forme mais il reste décourageant. La figure 6 montre ces différents taux d'erreur.

5 Conclusion

Nous avons présenté une méthode de mise en forme (*shaping*) permettant de réduire la fluctuation de l'enveloppe du signal et, par conséquent, diminuer la distorsion non linéaire de l'amplificateur de puissance. Elle se distingue des méthodes précédemment envisagées car elle isole la contribution de la mise en forme de celle du codage de canal. La dispersion de la constellation ainsi que l'élargissement spectral du signal ont été réduites. Par contre, la déformation de la constellation reste importante. Ceci implique la diminution de la distance minimale entre les symboles de la constellation et, par conséquent, l'augmentation de la probabilité d'erreur.

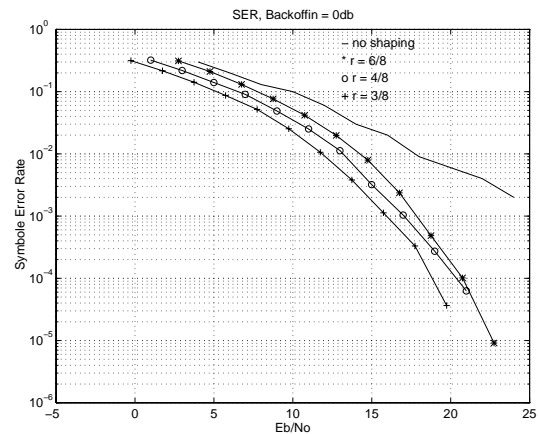


FIG. 6 — Taux d'erreur par symboles

Références

- [1] R. Laroia, N. Favardin et S.Tretter, "On SVQ Shaping of Multidimensional Constellation", Technical Research Report, University of MARYLAND, 1992.
- [2] R. Laroia, N. Favardin, "Trellis-based scalar vector quantizer for memoryless sources", IEEE Trans. on Inf. Theory, pp. 860-870, May 1994.
- [3] A.A.M. Saleh, "Frequency - independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers", IEEE Trans. Commun., Vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [4] S. Benedetto, E. Biglieri et V. Castellani, "Digital Transmission Theory", Prentice-Hall, 1987.
- [5] M. Litzenburger, W. Rupprecht, "Combined trellis shaping and coding to control the envelope of a band-limited PSK-signal", Proceedings of IEEE Int. Conf. on Com. (ICC'94), New Orleans, USA, May 1994.
- [6] Litzenburger, M., Rupprecht, W., "A comparison of trellis shaping schemes for controlling the envelope of a band-limited PSK-signal", Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference, Stockholm, Sweden, June 1994.
- [7] M. Litzenburger, W. Rupprecht, "Trellis-envelope shaping of PSK-signals for nonlinearly distorting flat fading channels", ISITA, Sydney, Australia, 20-25 November 1994.
- [8] I.S. Morrison, "Trellis shaping applied to reducing the envelope fluctuations of M-QAM and band-limited MPSK", ICDSC-9, Copenhagen, Denmark, 18-22 May 1992, pp. 143-149.
- [9] M. Siala, "Coding for the magnetic recording channel", PhD Thesis, ENST, Paris, 1995.